

5 - OSCILADORES

5.1 - INTRODUÇÃO

Formas de ondas senoidais (ou de outro tipo) são necessárias em várias situações tais como medições, testes, manutenção, fins didáticos, circuitos de telecomunicações (Por exemplo em moduladores e desmoduladores) etc..

Podemos classificar os osciladores em dois grandes grupos que são os osciladores discretos e contínuos.

Os osciladores discretos são obtidos por uma associação de um gerador de pulsos, contadores, comparadores e conversores D/A.

Os osciladores contínuos podem ser classificados em dois tipos: os lineares e os não-lineares.

Como exemplo de osciladores não lineares temos aqueles formados por um laço de um integrador e um biestável, e ainda um conformador fora do laço para que se obtenha a senóide. O conformador é um circuito não linear que se comporta como um filtro passa-faixa ideal para qualquer frequência fundamental da onda triangular. Neste caso, como várias formas de onda são geradas simultaneamente, temos o chamado gerador de funções (ver Figura 5.1.1)

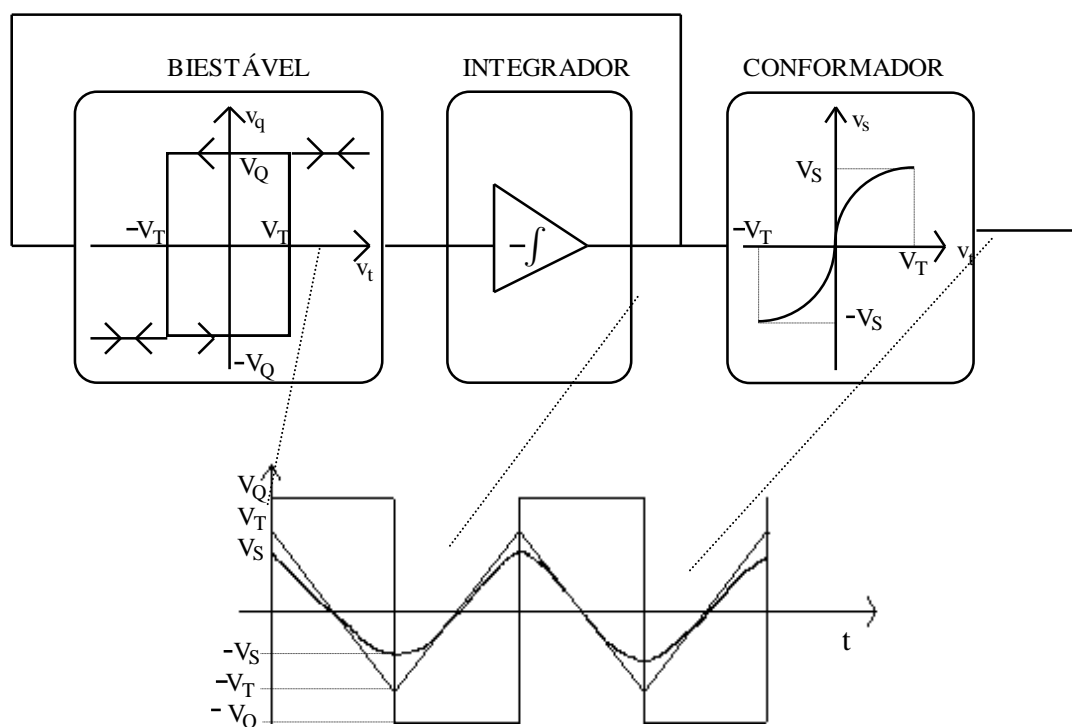


Figura 5.1.1 Oscilador não linear – Gerador de funções.

Um circuito simples que implementa o biestável e o integrador inversor Fig. 5.1.1 é apresentado na Fig. 5.1.2-a

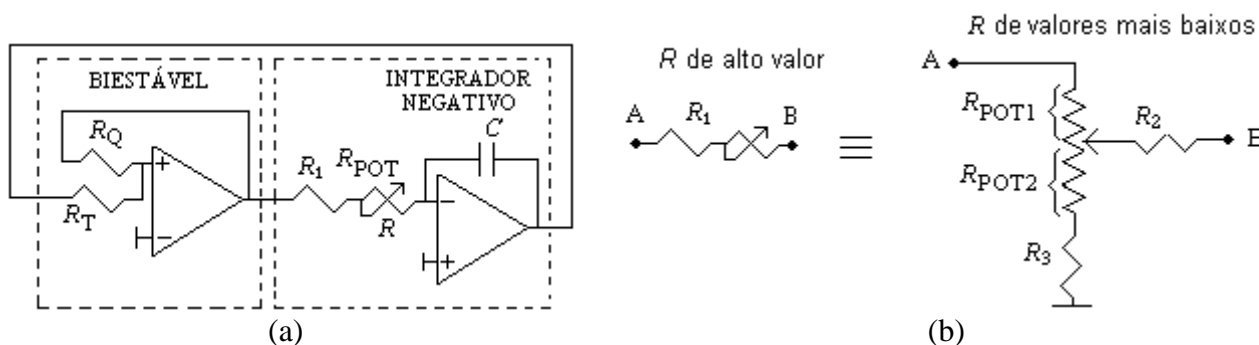


Figura 5.1.2 – (a) Simples implementação do gerador de onda quadrada e triangular; (b) Recurso para trabalhar com menores valores de componentes em um LFO;

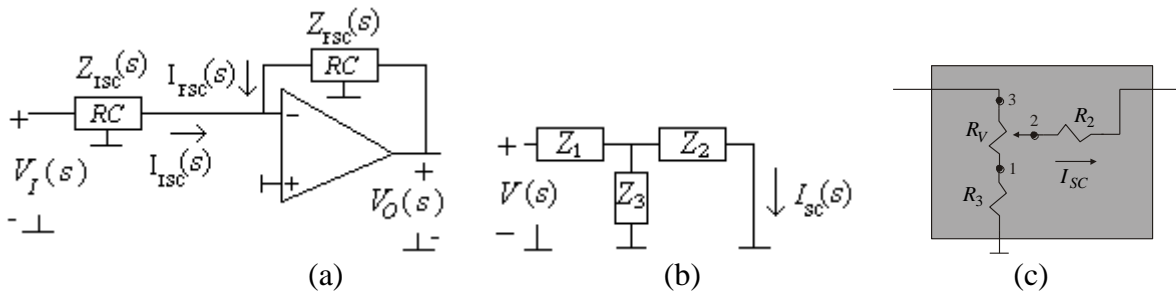


Figura 5.1.3 – (a) Rede Ativa-RC com impedâncias de três terminais; (b) Rede para cálculo de $Z_{SC}(s) = V(s) / I_{SC}(s)$ em função de Z_1 , Z_2 e Z_3 ; (c) Obtenção de R_{SCmax} e R_{SCmin} .

Vamos supor que a tensão na saída do biestável seja $-V_Q$. Então na saída do integrador negativo a tensão é:

$$v_T(t) = -\sigma_0 \int -V_Q dt = \sigma_0 V_Q t - v_T(0) = \sigma_0 V_Q t - V_T \quad \text{onde } \sigma_0 = 1/RC.$$

Como $v_T(0) = -V_T$ e $v_T(T/2) = \sigma_0 V_Q (T/2) - V_T = V_T$ deduz-se que:

$$\sigma_0 V_Q (T/2) = 2V_T \therefore f_0 = \frac{1}{T} = \frac{V_Q \sigma_0}{4V_T} = \frac{V_Q}{V_T} \times \frac{1}{4RC}$$

Observa-se no circuito da Fig. 75 (a) que no momento da troca de estado do biestável tem-se:

$$\frac{V_Q}{R_Q} = -\frac{V_T}{R_T}. \text{ Então } \left| \frac{V_Q}{V_T} \right| = \frac{R_Q}{R_T} \text{ ou } |V_T| = |V_Q| \frac{R_T}{R_Q}$$

A tensão V_Q no circuito da Fig. 75 (a) é a tensão de saturação do amplificador, cerca de 1 V abaixo da tensão de alimentação. A tensão de pico da onda triangular é $|V_T| = |V_Q| (R_T / R_Q)$.

Um recurso para se trabalhar com valores relativamente menores de capacitores e resistores em LFO's é usar o resistor variável da Fig. 75 (b). No circuito da Fig. 75 (c) tem-se que $I_{SC}(s) = -I_{FSC}(s)$.

Definindo as Impedâncias de curto-circuito $Z_{ISC}(s) = \frac{V_I(s)}{I_{ISC}(s)}$ e $Z_{FSC}(s) = \frac{V_O(s)}{I_{FSC}(s)}$, mostra-se que:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-Z_{FSC}(s)}{Z_{ISC}(s)}$$

No circuito da Fig. 5.1.3 (d) é possível mostrar que $\frac{V(s)}{I_{SC}(s)} = Z_{SC}(s) = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_3}$.

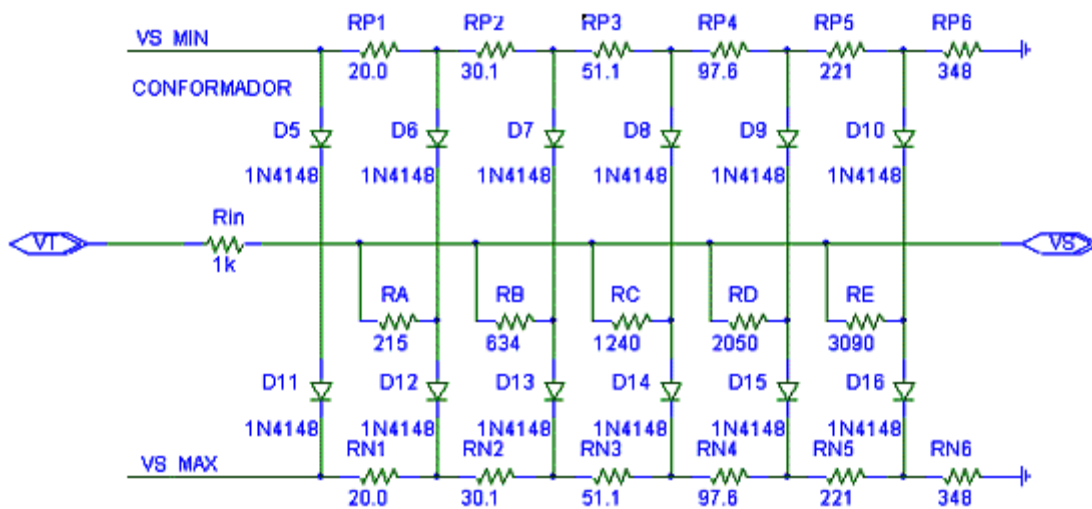


Figura 5.1.4 Exemplo de um circuito conformador.

Os osciladores lineares são formados por circuitos lineares com laço de realimentação positiva. Em circuitos lineares tais como amplificadores, equalizadores, filtros seletores etc., podem ocorrer problemas de estabilidade. Pólos principais na banda de utilização do circuito (de Q muito alto), ou pólos secundários fora da banda, podem passar para o semiplano lateral direito ocasionando oscilações indesejáveis. Porém, fazer um bom oscilador não é uma tarefa trivial. Os requisitos são:

- ✓ Estabilidade da frequência de oscilação
- ✓ Estabilidade da amplitude do sinal gerado
- ✓ Estabilidade do nível DC (valor médio)
- ✓ Possibilidade de carregar a saída sem prejuízo das características
- ✓ Formas de onda com baixos níveis de distorção
- ✓ No caso de geradores de função, a possibilidade de poder variar a frequência, amplitude e valor médio numa ampla faixa e ter a indicação relativamente precisa da frequência fundamental de oscilação

Dependendo da faixa de frequências, existem algumas formas de implementação preferenciais. Por exemplo:

$f \leq 10 \text{ Hz} \Rightarrow$ Osciladores não lineares

$10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz} \Rightarrow$ Osciladores lineares com amp. op. R^{s} e C^{s} .

$100 \text{ kHz} \leq f \leq \text{centenas de MHz} \Rightarrow$ Osciladores lineares com transistores e LC (pequena faixa de frequência) ou com transistores e cristal (para uma única frequência). Com LC se obtém Q_{max} de 250. Com cristal se obtém Q^s de 10.000 a 100.000.

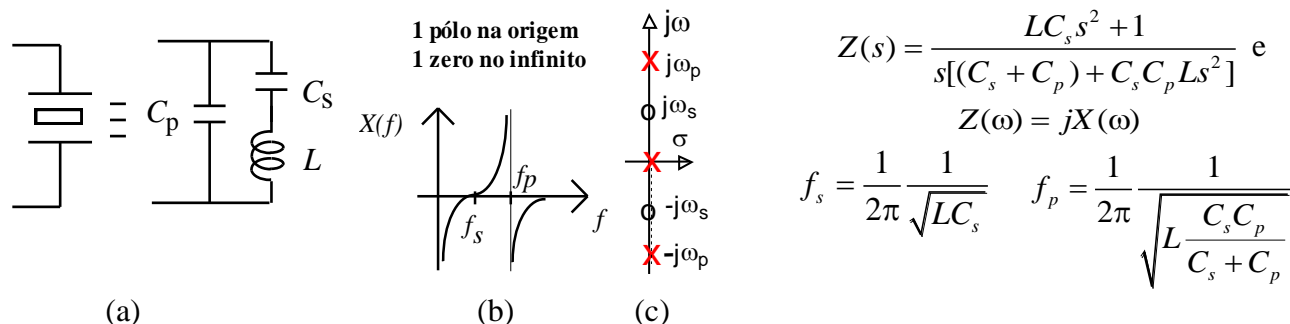
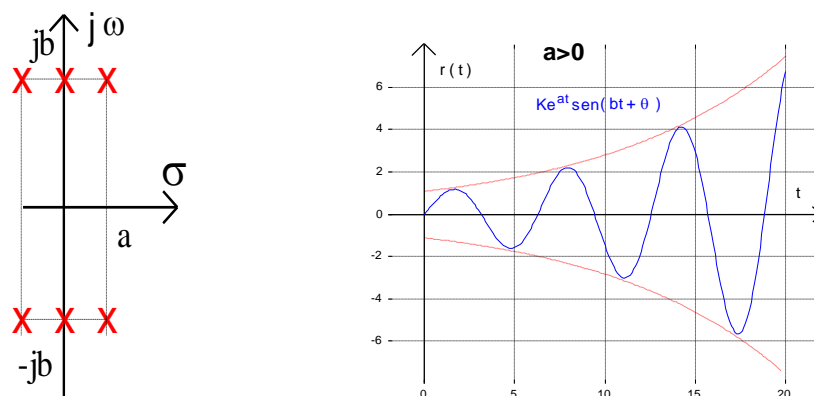


Figura 5.1.5 (a) Circuito equivalente simplificado de um cristal (b) Curva da reatância em função da frequência (c) Diagrama pólo-zero.

Os osciladores lineares são projetados utilizando-se métodos de análise e síntese no domínio da frequência. Após, projeta-se um mecanismo não linear de controle da amplitude. Porque este mecanismo é necessário? Considere a Figura 5.1.6.....(descrever o processo)



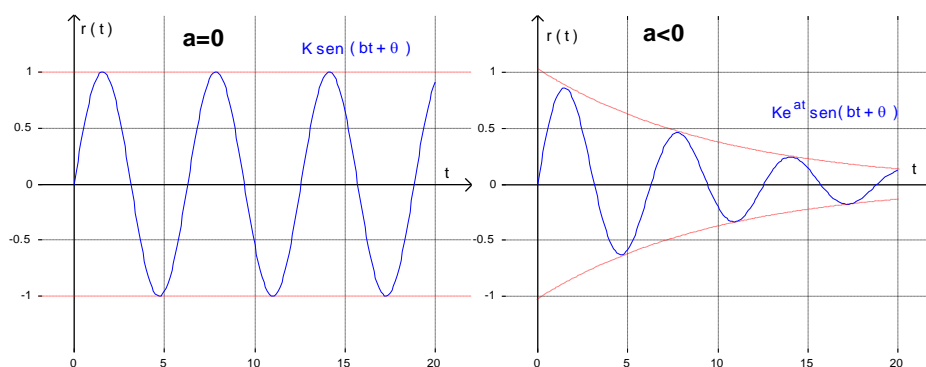
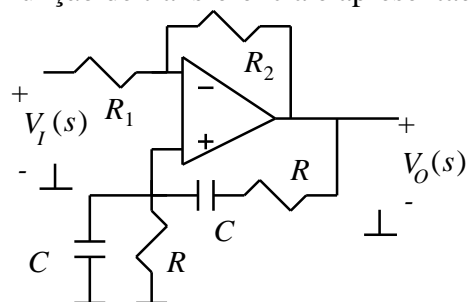


Figura 5.1.6 Respostas impulsivas em função da localização dos pólos em funções de 2ª ordem.

5.2 - ANÁLISE DE UM EQUALIZADOR.

Vamos considerar o equalizador de amplitude da Figura 5.2.1 (não é um filtro seletor de sinais) cuja função de transferência é apresentada a direita.



$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-K \left(s^2 + \frac{3}{RC} s + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{s^2 + (2-K) \frac{1}{RC} s + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad \text{onde } K = \frac{R_2}{R_1}$$

Figura 5.2.1 Equalizador de amplitude que pode ser projetado para operar como um oscilador Ponte de Wien.

Para esta função tem-se que $Q_z = 0,333$, $\omega_{0z} = 1/RC$, $\omega_{0p} = \omega_0 = 1/RC$ e $Q_p = 1/(2-K)$. Note-se que para $K = 2$ ($R_2 = 2R_1$) o Q_p se torna infinito o denominador se torna igual a $s^2 + \omega_0^2$. Assim, na frequência particular $s_0 = \pm j\omega_0$ ($-\omega_0^2 + \omega_0^2 = 0$) o equalizador apresenta um ganho infinito.

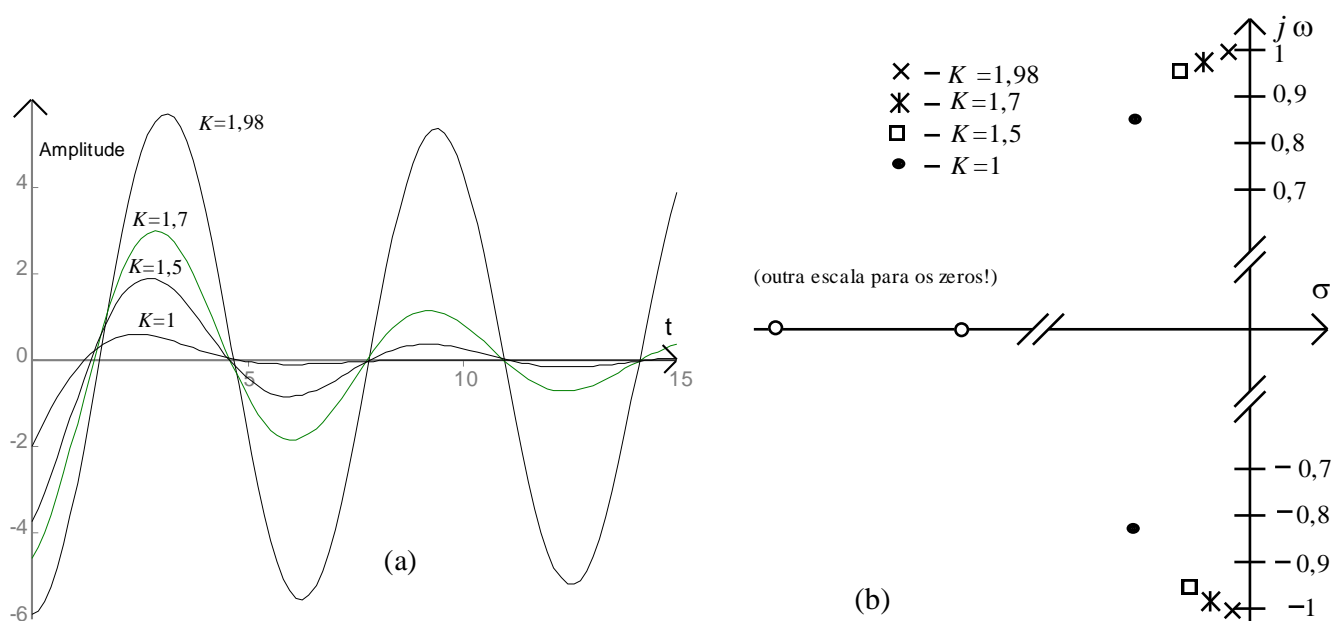


Figura 5.2.2 (a) Resposta ao impulso em função de K (b) Polos e zeros em função de K (todos para $RC=1$).

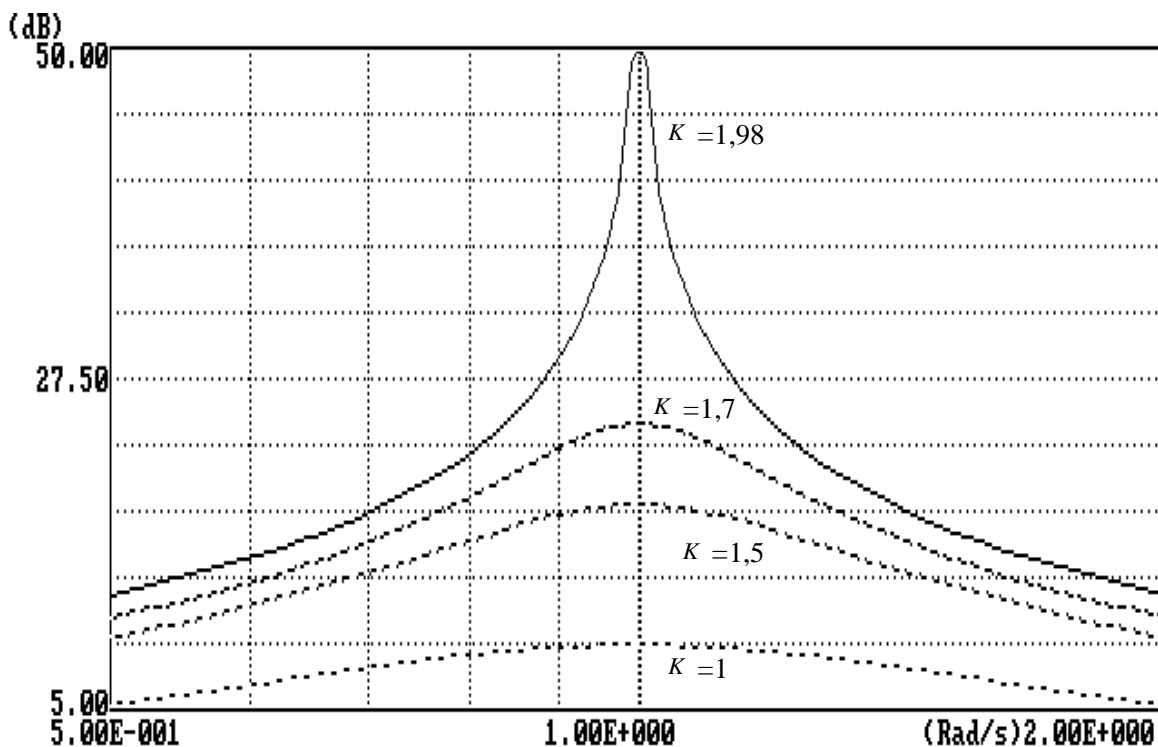


Figura 5.2.3 Magnitude da função de transferência do equalizador em função de K.

5.3 – CRITÉRIO GERAL DE OSCILAÇÃO – OSCILADOR PONTE DE WIEN

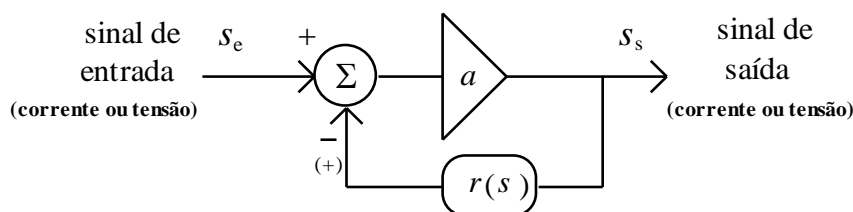


Figura 5.3.1 Diagrama em bloco de um sistema realimentado.

Para um sistema realimentado onde $a = C^{\pm}$ e $r = r(s)$, tem-se que $\frac{s_s(s)}{s_e(s)} = \frac{a}{1 \pm ar(s)}$.

Assim, $\frac{s_s(\omega)}{s_e(\omega)} = \frac{a}{1 \pm ar(\omega)}$. Na frequência particular onde $ar(\omega) = \mp 1$ o circuito oscila.

Como $ar(\omega) = a \{ \Re[r(\omega)] + j\Im[r(\omega)] \} = |ar(\omega)|e^{j\theta(\omega)}$, esta situação ocorrerá quando $ar(\omega) = \mp 1$.

Então temos que $|ar(\omega)| = 1$ e $\theta(\omega) = -\pi$ (ou zero), ou, $a\Re[r(\omega)] = \mp 1$ e $\Im[r(\omega)] = 0$.

Através da condição:

$$\Im[r(\omega)]\Big|_{\omega=\omega_0} = 0$$

determina-se a frequência de oscilação (Obs: Nem sempre esta condição pode ser utilizada. Um exemplo disto será visto no item 5.5 onde $\Im[ar(\omega)]\Big|_{\omega=\omega_0} = 0$). Note que como “a” é real, a frequência de oscilação nestes casos só dependerá da rede de realimentação. Através da outra condição, isto é, $a\Re[r(\omega)] = \mp 1$, determinamos o valor de “a” necessário para que o circuito oscile. Assim:

$$\Re[r(\omega)]\Big|_{\omega=\omega_0} = \mp \frac{1}{a}$$

Em alguns caso pequenas modificações devem ser feitas para adaptar o circuito real ao modelo genérico mostrado na Figura 5.3.1.

Consideremos o oscilador Ponte de Wien mostrado na Figura 5.3.2, que nada mais é do que o equalizador analisado anteriormente, agora com a entrada aterrada.

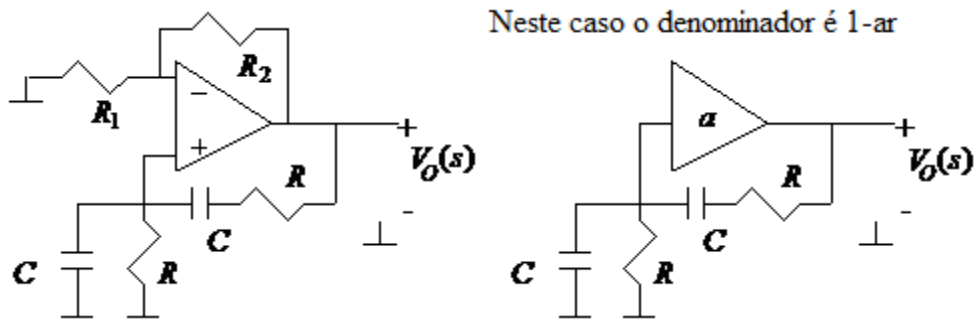


Figura 5.3.2 Oscilador Ponte de Wien.

Pode ser mostrado que $r(\omega) = \frac{RCj\omega}{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + 3RCj\omega}$

$\Im m[r(\omega)]|_{\omega=\omega_0} = 0$ para $(1 - \omega_0^2 R^2 C^2) = 0$. Então $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

Nesta frequência $\Re e[r(\omega_0)] = \frac{1}{a} = \frac{1}{3}$. Para que o amplificador apresente um ganho positivo $a = 3$. Então $R_2 = 2R_1$. Este foi o mesmo resultado obtido quando analisamos o equalizador da Figura 5.2.1.

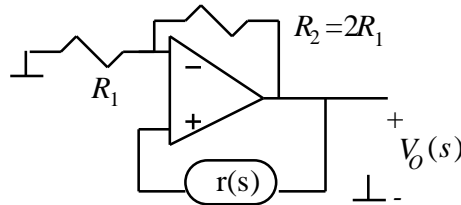


Figura 5.3.3 Obtenção do ganho “a” desejado.

5.4 – OSCILADOR PHASE-SHIFT

a) Tipo I

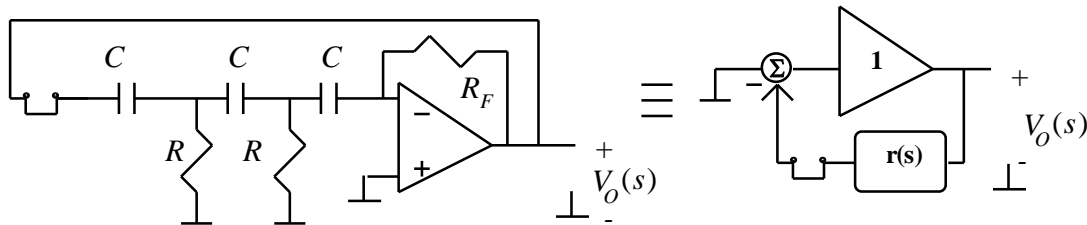


Figura 5.4.1 Oscilador Phase-shift Tipo I

Cálculo do ganho de malha aberta $ar(s)$ (já computado o sinal negativo no modelo).

Pode ser mostrado que:

$$ar(s) = \frac{R_F R^2 C^3 s^3}{3R^2 C^2 s^2 + 4RCs + 1} \quad \text{e} \quad ar(\omega) = \frac{-R_F R^2 C^3 j\omega^3}{(1 - 3R^2 C^2 \omega^2) + 4RCj\omega}$$

$$\Im m[ar(\omega)]|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}RC}$$

$$\Re e[ar(\omega)]|_{\omega=\omega_0} = -1 \quad \frac{-R_F R^2 C^3 \left(\frac{1}{\sqrt{3}RC}\right)^3}{4RC \left(\frac{1}{\sqrt{3}RC}\right)} = -1 \quad \therefore R_F = 12R$$

b) Tipo II

Uma forma alternativa de implementar um oscilador phase-shift é mostrada na Figura 5.4.2.

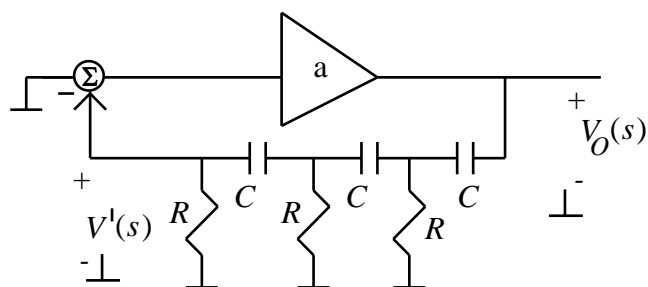


Figura 5.4.2 Forma alternativa de realização de um oscilador phase-shift.

Pode ser mostrado que:
$$r(s) = \frac{V'(s)}{V_O(s)} = \frac{s^3}{s^3 + \frac{6}{RC}s^2 + \frac{5}{R^2C^2}s + \frac{1}{R^3C^3}}$$

e que:
$$r(\omega) = \frac{V'(\omega)}{V_O(\omega)} = \frac{-j\omega^3}{\left(\frac{1}{R^3C^3} - \frac{6}{RC}\omega^2\right) + j\left(\frac{5\omega}{R^2C^2} - \omega^3\right)}$$

$$\Im m[ar(\omega)]\Big|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad 6\omega_0^2 = \frac{1}{(RC)^2} \quad \therefore \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$$

$$\Re e[r(\omega)]\Big|_{\omega=\omega_0} = -\frac{1}{a} \quad \therefore \frac{-\omega_0^3}{\frac{5\omega_0}{R^2C^2} - \omega_0^3} = -\frac{1}{a} \quad \therefore \frac{\omega_0^2}{\frac{5}{R^2C^2} - \omega_0^2} = \frac{1}{a} \quad \therefore \frac{a}{6R^2C^2} = \frac{5}{R^2C^2} - \frac{1}{6R^2C^2} \quad \therefore a = 29$$

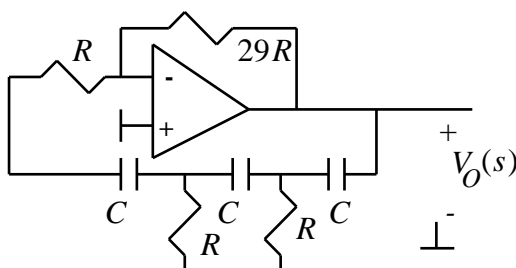
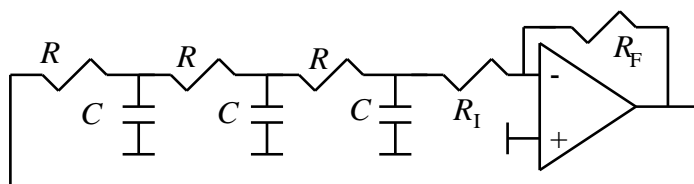


Figura 5.4.3 Implementação alternativa de um oscilador phase-shift.

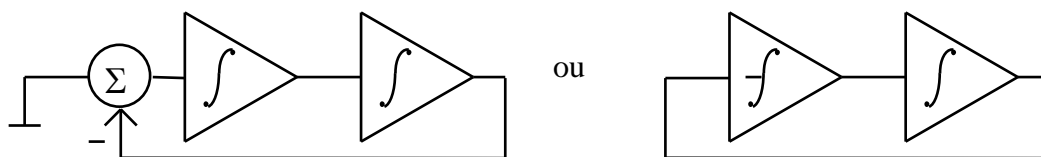
c) Tipo III



$$\omega_0 = \frac{\sqrt{10}}{RC}$$

$$R_F = 56R_I$$

5.5 – OSCILADOR EM QUADRATURA



(a)

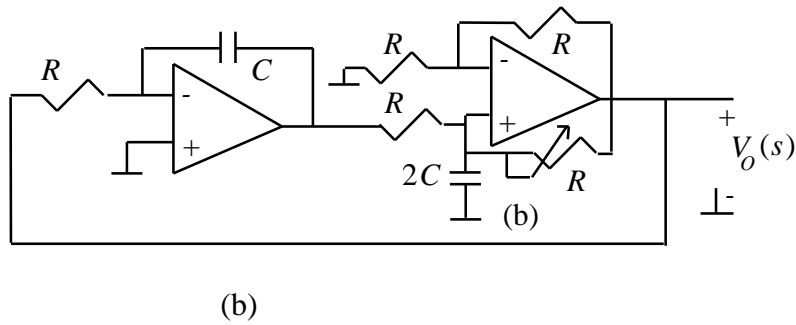


Figura 5.5.1 Oscilador em quadratura (a) Diagrama em blocos (b) Implementação possível com um integrador Miller e um integrador positivo.

O ganho de malha aberta é $ar(s) = \frac{1}{R^2 C^2 s^2}$. Consequentemente $ar(\omega) = \frac{-1}{R^2 C^2 \omega^2}$. Então temos que $\Im m[ar(\omega)]|_{\omega} = 0$. Neste caso não podemos fazer uso desta última equação, porém, podemos usar a equação $ar(\omega) = -1$ para determinar a frequência de oscilação.

$$ar(\omega_0) = \frac{-1}{R^2 C^2 \omega_0^2} = -1 \quad \therefore \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

5.6 – EXEMPLOS DE CONTROLE DA AMPLITUDE

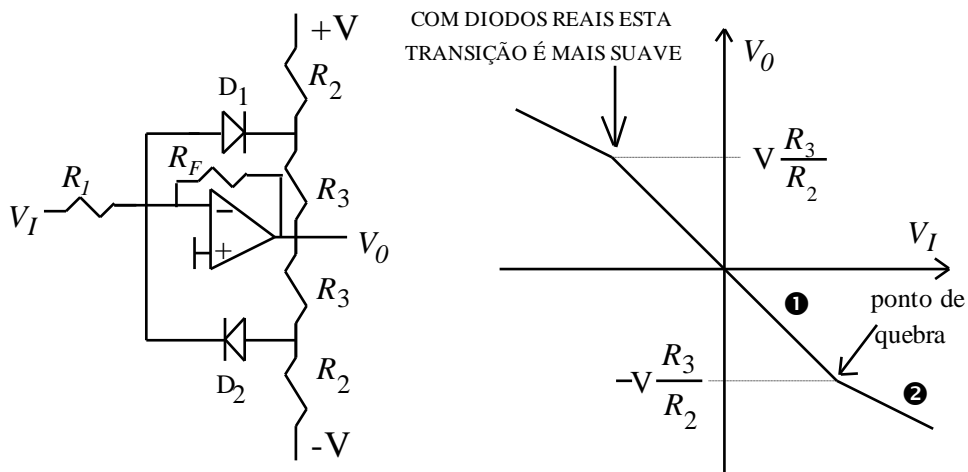


Figura 5.6.1 Implementação possível para um circuito de controle da amplitude.

Suponha no circuito acima que $V_0 = 0$. Então D_1 e D_2 estão cortados e $\frac{V_0}{V_I} = -\frac{R_F}{R_1}$ (veja na figura a inclinação da curva ①). Suponha agora que D_1 é ideal e está conduzindo, ou seja, ele é um curto-circuito. Então tem-se que $\frac{V_0}{V_I} = -\frac{R_F // R_3}{R_1}$ (veja na figura a inclinação da curva ②).

Para qual tensão de saída V_{0x} tem-se a mudança na inclinação?

No ponto de quebra (veja a figura), a tensão no catodo de D_1 é 0V. Então $\frac{V-0}{R_2} = \frac{0-V_{0x}}{R_3}$, ou seja,

$$V_{0x} = \frac{-R_3}{R_2} V. \text{ Análise análoga pode ser feita para } D_2.$$

Exemplo de aplicação 1: Oscilador Phase-shift Tipo I.

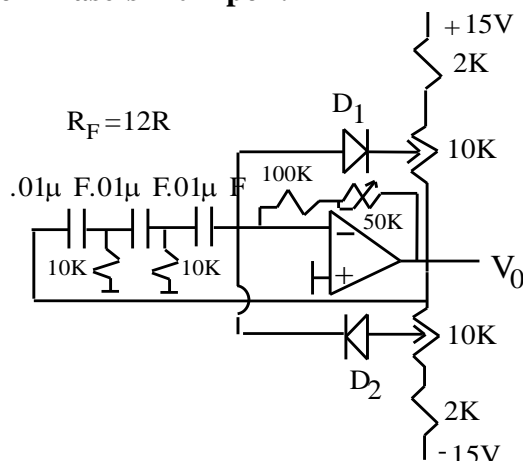


Figura 5.6.2 Oscilador phase-shift Tipo I com controle de amplitude.

Exercício: Qual o valor f_0 e da amplitude de pico se o potenciômetro de 10 k Ω da parte de cima está

posicionado da seguinte forma?

Resposta:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{0,01 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3} = 918,9 \text{ Hz } T = 1,088 \text{ ms}$$

$$V_p = |V_{ox}| = \frac{2}{10} \times 15 = 3 \text{ V}$$

Exemplo de aplicação 2: Oscilador em quadratura.

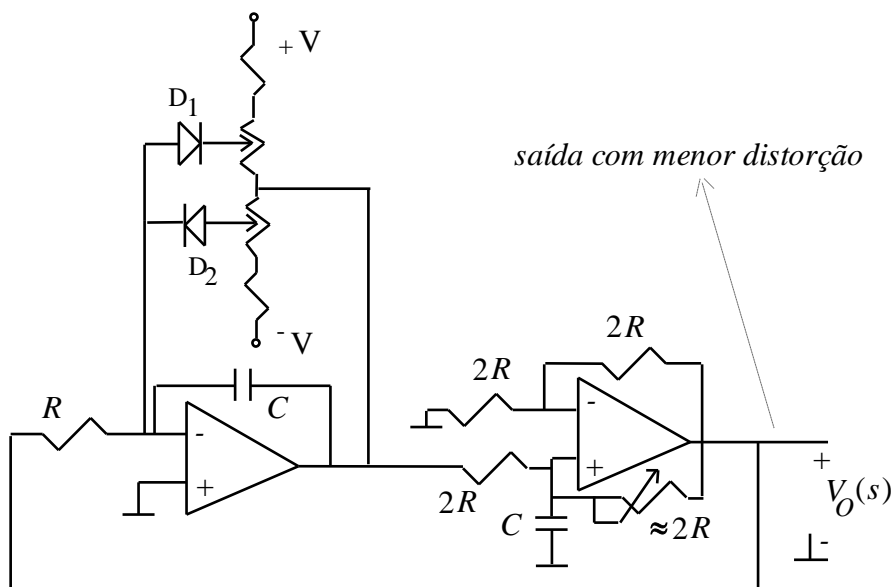


Figura 5.6.3 Oscilador em quadratura com controle de amplitude.

Este oscilador apresenta uma distorção harmônica maior do que a obtida com osciladores phase-shift. No entanto, para qualquer tipo de oscilador com frequência de operação fixa, se for necessário baixar o nível de distorção, pode-se usar um filtro auxiliar passa-baixa ou passa-faixa.

Exemplo de aplicação 3: Oscilador Ponte de Wien.

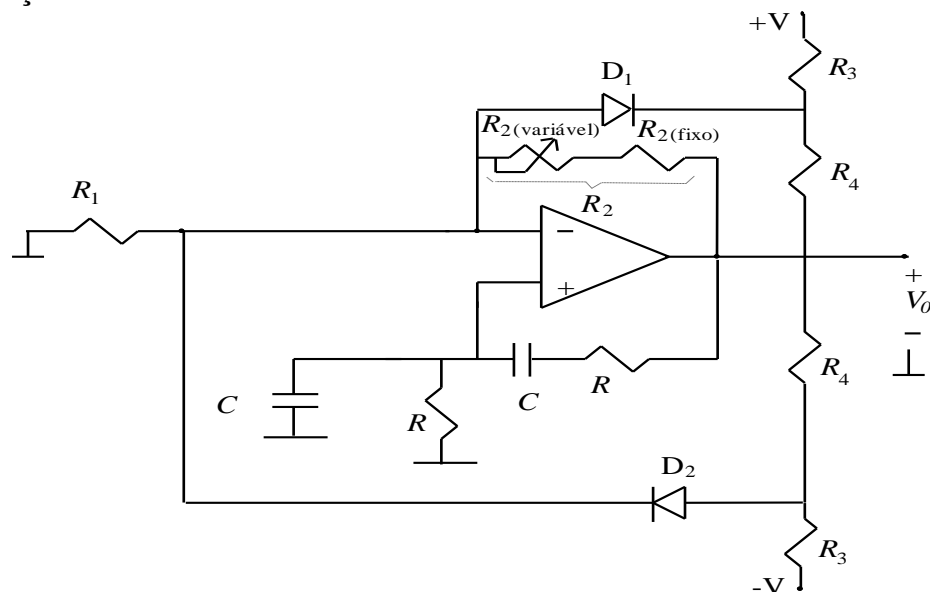


Figura 5.6.4 Oscilador Ponte de Wien com controle de amplitude.

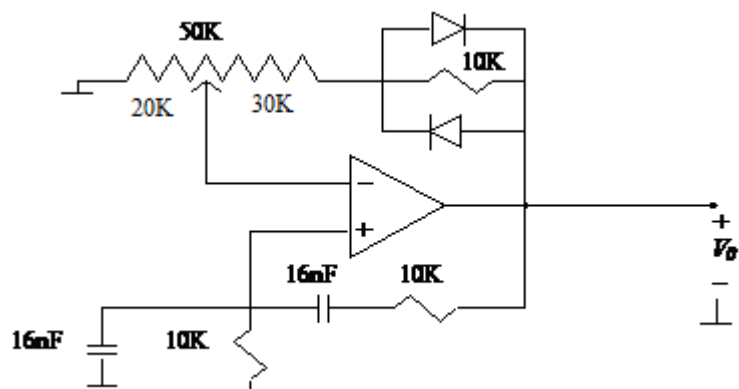


Figura 5.6.5 Forma alternativa de controle de amplitude em um Oscilador Ponte de Wien.